

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-312602  
 (43)Date of publication of application : 02.12.1997

(51)Int.CI. H04B 7/08  
 H04L 1/06  
 H04L 27/22

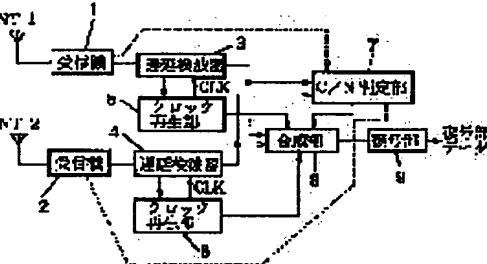
(21)Application number : 08-125873 (71)Applicant : OKI ELECTRIC IND CO LTD  
 (22)Date of filing : 21.05.1996 (72)Inventor : IGUCHI YUJI

## (54) DIVERSITY RECEPTION CIRCUIT

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide the diversity reception circuit in which an error rate is surely improved and miniaturization and low cost of the reception circuit are facilitated.

**SOLUTION:** A carrier/noise(C/N) discrimination section 7 detects a difference of a probability of a phase error of a delay detection waveform resident within a prescribed value between delay detectors 3, 4, obtains a difference of the C/N between branches approximately and detects a weighted coefficient in the case of synthesizing the delay detection waveform sets from the delay detectors 3, 4 based on the difference of the C/N approximately. A synthesis section 8 synthesizes the delay detection waveform sets from the delay detectors 3, 4 according to the weighted value from the C/N discrimination section 7. A decoder 9 decodes the synthesized delay detection waveform sets to provide an output of decoded data.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 08.02.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3311237

[Date of registration] 24.05.2002

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-312602

(43)公開日 平成9年(1997)12月2日

(51)Int.Cl. <sup>*</sup>	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 04 B 7/08			H 04 B 7/08	D
H 04 L 1/06 27/22			H 04 L 1/06 27/22	Z

審査請求 未請求 請求項の数6 OL (全 11 頁)

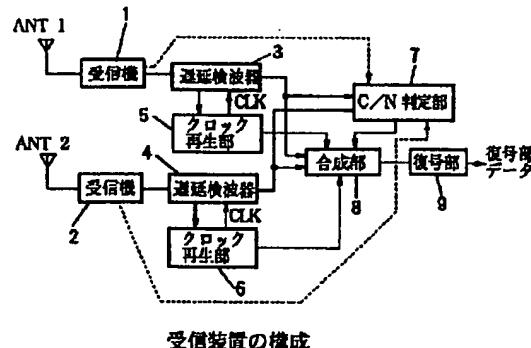
(21)出願番号	特願平8-125873	(71)出願人	000000295 沖電気工業株式会社 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号
(22)出願日	平成8年(1996)5月21日	(72)発明者	井口 裕二 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気 工業株式会社内
		(74)代理人	弁理士 前田 実

(54)【発明の名称】 ダイバーシティ受信回路

(57)【要約】

【課題】 確実に誤り率の改善を行うことができ、装置の小型化、低コスト化が容易なダイバーシティ受信回路を提供する。

【解決手段】 C/N判定部7は、各遅延検波器3、4からの遅延検波波形の位相誤差が所定の領域内にある確率の差を検出し、検出した確率の差に基づいて各プランチのC/Nの差を近似的に求め、このC/Nの差に基づいて近似的に各遅延検波器3、4からの遅延検波波形を合成する際の重み付け係数を検出す。合成部8はC/N判定部7からの重み付け値に従って各遅延検波器3、4からの遅延検波波形を合成する。複合器9は合成された遅延検波波形を復号して復号データを出力する。



受信装置の構成

### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 位相変調により変調された受信波を受信し、受信した受信信号を検波して出力する少なくとも2系統の受信系と、

上記各受信系における受信信号のC/N (carrier to noise : 搬送波対雑音比) を検出してC/N判定情報を出力するC/N検出手段と、

該C/N判定手段からのC/N判定情報に基づいて上記2系統の受信系からの検波出力を合成する際の重み付け係数を近似的に求める重み付け係数算出手段と、

該重み付け係数算出手段により求められた重み付け係数に基づいて上記各受信系の検波出力を合成する合成手段とを備えることを特徴とするダイバーシティ受信回路。

【請求項2】 上記C/N検出手段は、

上記各受信系からの検波出力の振幅誤差又は位相誤差を検出する誤差検出手段と、

該誤差検出手段により検出された各受信系の検波出力の振幅誤差又は位相誤差が所定の範囲内にある確率を検出することにより、上記C/N判定情報を検出する確率検出手段とを備えることを特徴とする請求項1に記載のダイバーシティ受信回路。

【請求項3】 上記重み付け係数算出手段は、

上記C/N判定手段からのC/N判定情報に基づいてC/Nが高い受信系の検波出力のみが出力されるように重み付け係数を設定することを特徴とする請求項1又は2に記載のダイバーシティ受信回路。

【請求項4】 さらに、上記C/N検出手段からのC/N判定情報に基づいて各受信部の受信レベルの差が大きいと判断した際に、C/Nが高い受信系の検波出力のみが出力されるように上記重み付け係数算出手段又は上記合成手段を制御する制御手段を備えることを特徴とする請求項1又は2に記載のダイバーシティ受信回路。

【請求項5】 さらに、上記各受信系における受信レベルの差を求める受信レベル差検出手段と、

該受信レベル差検出手段からの各受信系の受信レベルの差に基づいて、受信レベルの高い受信系の検波出力のみが出力されるように上記重み付け係数制御手段又は上記合成手段を制御する制御手段を備えることを特徴とする請求項1又は2に記載のダイバーシティ受信回路。

【請求項6】 さらに、各受信系からの検波出力に応じて各受信系の検波出力又は合成手段の合成出力に補正を施す補正手段を備えることを特徴とする請求項1乃至5のいずれかに記載のダイバーシティ受信回路。

### 【発明の詳細な説明】

#### 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、携帯電話、自動車電話等の移動体通信装置の受信系に設けられ、複数のアンテナの受信出力を合成することにより受信データの誤り率等を改善するダイバーシティ受信回路に関する。

#### 【0002】

【従来の技術】携帯電話、自動車電話等の移動体無線通信では、短周期のフェージング、マルチパスフェージング等の影響により、伝送時の誤りが増加する。このような伝送時の誤りを低減させるためにダイバーシティ受信回路が広く用いられている。

【0003】このようなダイバーシティ受信回路には、多くの構成が考えられるが移動体無線通信では複数のアンテナを用いて、受信レベルの大きい方のアンテナからの受信信号を選択して復調する選択ダイバーシティが一般的である。

【0004】また、複数のアンテナからの受信信号あるいはこの受信信号を復調した復調出力(検波出力)を合成する合成ダイバーシティも知られている。

【0005】ところで、変調能率に優れた変調方法として $\pi/4$ シフトQPSK(4相位相変調)が知られている。このような $\pi/4$ シフトQPSK信号に対して合成ダイバーシティを適用したシミュレーション例として、例えば電子情報通信学会技術報告RCS92-39「 $\pi/4$ シフトQPSKの位相遅延検波に適した検波後合成ダイバーシティ」が知られている。この例では、擬似的な受信信号を生成し、このような受信信号を位相遅延検波し、複数の受信系(以下、プランチという。)からの検波出力に、各プランチの受信レベルに応じた重み付けを行って合成することにより、受信データの誤り率を改善するようになっている。

#### 【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述のシミュレーション例では、各プランチの受信レベルに応じた重み付けを行って各プランチの検波出力を合成する構成となっているが、フェージング等の影響により、受信レベルが高いときに必ずしも受信状態が良いとは限らないため、誤り率の改善ができない場合もある。

【0007】また、この例では、各プランチの受信レベルに応じた重み付けを行う際の計算に對数計算等の複雑な計算を必要とし、計算時間がかかるため、短周期のフェージング等に対応するためには、DSP(Digital Signal Processor)等を用いて計算を高速化する必要があり、装置の小型化、低コスト化の障害となる。

【0008】本発明は、上述のような問題点に鑑みてなされたものであり、確実に誤り率の改善を行うことができ、また、装置の小型化、低コスト化が容易なダイバーシティ受信回路を提供することを目的とする。

#### 【0009】

【課題を解決するための手段】本発明に係るダイバーシティ受信回路は、位相変調により変調された受信波を受信し、受信した受信信号を検波して出力する少なくとも2系統の受信系と、各受信系における受信信号のC/N(carrier to noise : 搬送波対雑音比)を検出してC/N判定情報を出力するC/N検出手段と、C/N判定手段からのC/N判定情報に基づいて各受信系からの検波

出力を合成する際の重み付け係数を、例えば予め求められた近似式に基づいて、近似的に求める重み付け係数算出手段と、重み付け係数算出手段により求められた重み付け係数に基づいて各受信系の検波出力を合成する合成手段とを備えている。

【0010】C/N検出手段は、各受信系からの検波出力の振幅誤差又は位相誤差を検出す誤差検出手段と、誤差検出手段により検出された各受信系の検波出力の振幅誤差又は位相誤差が所定の範囲内にある確率を検出することにより、C/N判定情報を検出する確率検出手段とを備える構成としてもよい。

【0011】また、重み付け係数算出手段がC/N判定手段からのC/N判定情報に基づいてC/Nが高い受信系の検波出力のみが出力されるように重み付け係数を設定する構成としてもよい。

【0012】さらに、C/N検出手段からのC/N判定情報に基づいて各受信部の受信レベルの差が大きいと判断した際に、C/Nが高い受信系の検波出力のみが出力されるように重み付け係数算出手段又は上記合成手段を制御する制御手段を設けてもよい。

【0013】また、各受信系における受信レベルの差を求める受信レベル差検出手段と、受信レベル差検出手段からの各受信系の受信レベルの差に基づいて、受信レベルの高い受信系の検波出力のみが出力されるように重み付け係数制御手段又は合成手段を制御する制御手段を設けてもよい。

【0014】また、さらに、各受信系からの検波出力に応じて各受信系の検波出力又は合成手段の合成出力に補正を施す補正手段を設けてもよい。

#### 【0015】

【発明の実施の形態】図1は本発明の第1の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。この受信装置は2系統の受信系を備えており、各受信系は各々アンテナANT1、ANT2と、これらのアンテナANT1、ANT2からの受信信号を検波可能なレベルまで増幅する受信機1、2、と、受信機1、2からの受信信号を遅延検波してベースバンド信号（検波出力）を検出する遅延検波器3、4と、遅延検波器3、4により検出された検波出力からクロック成分を再生するクロック再生部5、6とを備えている。

【0016】また、この受信装置は各々の遅延検波器3、4の検波出力のC/N(carrierto noise: 搬送波対雑音比)を求め、このC/Nに基づいて、これらの遅延検波器3、4の検波出力を合成するときの重み付け係数を求めるC/N判定部7と、このC/N判定部7からの重み付け係数に基づいて各遅延検波器3、4からの検波出力を合成する合成部8と、この合成部8により合成された検波出力を復号する復号部9とを備えている。

【0017】C/N判定部7は、図2に示すように、各遅延検波器3、4からの検波出力の位相誤差が所定の範

囲内にあるか否かを判定する領域判定部10、11と、各領域判定部10、11の判定出力をカウントするカウンタ12、13と、カウンタ12、13からのカウント出力の差を求める減算器14と、この減算器14による減算結果から各受信系（以下、プランチ：枝という。）の検波出力のレベル差を判定するレベル差判定部15と、レベル差判定部15からのレベル差判定出力に基づいて各プランチの検波出力を合成する際の重み付け係数を求める係数演算回路16とを備えている。

【0018】合成部8は、図3に示すように、レベル差判定部15からのプランチ選択信号により、各クロック再生部5、6の一方からのクロック再生出力を選択して出力するスイッチSW1と、このスイッチSW1からのクロックに基づいて各遅延検波器3、4の検波出力をサンプリングするタイミング回路17、18と、各タイミング回路17、18の出力の差を求める減算器19と、各タイミング回路17、18の一方の出力を選択して出力するセレクタ20と、上述のレベル差判定部15からのプランチ選択信号及び係数演算回路16からの重み付け係数に基づいて補正量を決定する補正量決定部22と、この補正量決定部22の出力とセレクタ20の出力を合成して出力する加算器23とを備えている。

【0019】いずれかの受信系の検波出力が十分に高い場合（例えば-13dB以上である場合）には、2つの受信系の検波出力を增幅しなくても十分受信が可能であるため、この受信装置では、いずれかの受信系の検波出力が十分に高い場合には、一方の受信系の検波出力のみを選択して選択ダイバーシティとして動作し、2系統の受信系の検波出力が低い場合には、2系統の受信系の検波出力を合成して最大比合成ダイバーシティとして動作するようになっている。

【0020】以下、このような構成の受信装置において、 $\pi/4$ シフトQPSK（4相位相変調）信号を遅延検波により検波する場合の動作について説明する。図1中の各受信機1、2は、各々アンテナANT1、ANT2から供給される $\pi/4$ シフトQPSKの受信信号のレベルを検波可能なレベルまで増幅し、この受信信号を周波数変換して中間周波数の変調信号を形成し、この変調信号を各遅延検波器3、4に供給する。

【0021】ここで、遅延検波器3、4に供給された変調信号（ $\pi/4$ シフトQPSK信号）は、図4に示すように、2ビットのデータに応じて1シンボル間の位相が $\pm\pi/4$ 、 $\pm3\pi/4$ ずつ変化するようになっている。例えば図4中のΦ0に相当する位相のシンボルの次のシンボルの位相はΦ1～Φ4いずれかになる。

【0022】このため、遅延検波器3、4は供給された変調信号中のシンボル間の位相差を求め、図5に示すようなシンボル間の位相差を検出し、この位相差を示す遅延検波波形を出力する。各クロック再生部5、6は、遅延検波器3、4からの遅延検波波形より各シンボルに同

期したクロック（シンボルクロック）成分を取り出し、送信機のクロックと同期したクロックを再生する。

【0023】各遅延検波器3、4は、各々クロック再生部5、6で再生されたクロックを用いて、遅延検波形のアイバターンが最も開いているタイミングで遅延検波波形をサンプリングし、このサンプルの位相（サンプル点）が図5に示す4つの位相状態のいずれに属すかを検出する。

【0024】ここで、フェージング等により受信機1、2に供給される受信信号のレベルが低下している場合には、各遅延検波器3、4からの遅延検波波形にノイズが加わりジッタを含んだ状態となる。このため、このような遅延検波波形をサンプリングしたサンプル点が図6に示すように振幅方向及び位相方向に広がってしまう。この広がりは、図7に示すようなガウス分布となっている。なお、この図7は位相方向の誤差についてのみ示しているが、振幅方向の誤差についても同様にガウス分布となっている。このような位相誤差の広がりは受信信号の受信レベルが低下すると増加する。従って、この位相誤差の広がりを求ることにより、各受信系の受信信号のレベル（C/N）を評価することができる。

【0025】具体的には、まず、C/N判定部7の領域判定部10、11は、各々検波器3、4においてサンプリングされた遅延検波波形を $\pi/4$ で割った際の剰余（遅延検波波形のmod $(\pi/4)$ 、以下、サンプル点の位相誤差という。）を求める。

【0026】このようなサンプル点の位相誤差の分布を求めると、図8に示すように、各サンプル点の位相誤差が $-\pi/4 \sim \pi/4$ までの範囲に集中したガウス分布となる。ガウス分布では、図8中に示すように適当な領域を設定し、サンプル点が各領域に含まれる確率を求ることにより、この位相誤差の広がりを求めることができる。また、この位相誤差の広がりは上述のように受信出力の低下と共に増加するため、この位相誤差の広がりにより検波出力のC/Nを評価することができる。

【0027】なお、この各サンプル点の位相誤差は、上述のように遅延検波波形のmod $(\pi/4)$ として求めているために、全てのサンプル点の位相誤差が $-\pi/4 \sim \pi/4$ までの範囲内にあり、サンプル点がA領域内にある確率とB領域内にある確率の和は1となる。このため、サンプル点がいずれかの領域にある確率を求めるだけでよい。また、これらのA領域、B領域の境界の設定すなわち境界値aの値の設定は、例えば境界値aを変化させてサンプル点がA領域にある確率を求め、後述の重み付け係数W<sub>0</sub>（W<sub>1</sub>）の近似が容易となる境界値aを選択する。

【0028】C/N判定部7の各領域判定部7の領域判定部10、11は、各々検出したサンプル点の位相差のmod $(\pi/4)$ が、図8上のA領域内にあるか否かを判定する。各カウンタ12、13は領域判定部10、1

1の判定出力に基づいてA領域にあるサンプル点の数をカウントする。これらのカウンタ12、13のカウント値C<sub>0</sub>、C<sub>1</sub>は、所定時間毎に減算器14に供給された後、リセットされる。減算器14は各カウンタ12、13から供給されたカウント出力の差を求めてレベル差判定部15に供給する。

【0029】レベル差判定部15は減算器14から供給されたカウンタ12、13のカウント値の差に基づいて、いずれのプランチ（受信系）の受信レベルが高いかを判定し、レベルの高いプランチを示すプランチ選択信号を発生する。このプランチ選択信号は、選択ダイバーシティとして動作する際には、各プランチの出力を選択するための切り替え信号として用いられ、最大比合成ダイバーシティとして動作する際には、合成部8のスイッチSW1において合成時のクロックを選択するための切り替え信号として用いられ、また補正量決定部22における補正量すなわち各プランチの合成演算のパラメータを決める際にも用いられる。

【0030】このレベル差判定部15は、図9に示すように、減算器14からのカウンタ12、13のカウント出力の差C<sub>0</sub> - C<sub>1</sub>の符号を判定する符号判定部30と、カウント出力の差C<sub>0</sub> - C<sub>1</sub>から各プランチのサンプル点がA領域にある確率の差の絶対値△P (= |P<sub>0</sub> - P<sub>1</sub>|) を求める絶対値検出部31と、符号判定部30と絶対値検出部31の検出出力に基づいてプランチ選択信号を生成するプランチ信号生成部32と、各受信機1、2から供給される受信レベルを検出するレベル検出部33、34とを備えている。

【0031】上述のように減算器14から各カウンタ12、13のカウント出力の差C<sub>0</sub> - C<sub>1</sub>が供給されると、符号判定部30はカウント出力の差C<sub>0</sub> - C<sub>1</sub>の符号を判定する。カウント出力の差C<sub>0</sub> - C<sub>1</sub>が正である場合には、遅延検波器3からの遅延検波波形のレベルが相対的に大きく、逆にカウント出力の差C<sub>0</sub> - C<sub>1</sub>が負であるときは遅延検波器4からの遅延検波波形のレベルが相対的に大きい。このため、プランチ信号生成部32は相対的にレベルの高いプランチにおいて検出されたクロックが合成部のタイミング回路17、18に供給されるように、符号判定部30により検出されたカウント出力の差C<sub>0</sub> - C<sub>1</sub>の符号が正であるときはクロック再生部5からのクロックが選択され、検出された符号が負であるときはクロック再生部6からのクロックが選択されるように、プランチ選択信号によりスイッチSW1による切り替えを選択する。

【0032】また、プランチ信号生成部32はいずれかの受信機1、2からの受信レベルが所定のレベル（例えば-13dB）以上であるときは、該当する受信機1、2の受信信号の遅延検波波形のみを選択して選択ダイバーシティとして動作するように合成部8の補正量決定部22による補正を制御する。

【0033】絶対値検出部31はカウント出力の差 $C_0 - C_1$ に基づいて、各ブランチのサンプル点がA領域にある確率の差の絶対値 $\Delta P (= |P_0 - P_1|)$ を求める。遅延検波器3、4の検波出力のシンボルクロックの周波数は送信局側において一定の値とされているので、この周波数により、所定時間内のサンプル点の総数を求めることができ、この総数と各カウンタ12、13のカウント値の比によりサンプル点がA領域内にある確率を求めることができる。

【0034】また、係数演算回路16はレベル差判定部15の絶対値検出部31により検出された上述の確率の差の絶対値 $\Delta P (= |P_0 - P_1|)$ に基づいて、予め設

$$\theta_T = \frac{\theta_0 \times Q_0 + \theta_1 \times (1/Q_0)}{Q_0 + (1/Q_0)}$$

$$\begin{aligned} \theta_T &= \theta_0 \times \frac{Q_0}{Q_0 + (1/Q_0)} + \theta_1 \times \frac{1/Q_0}{Q_0 + (1/Q_0)} \\ &= \theta_0 \times \frac{Q_0}{Q_0^2 + 1} + \theta_1 \times \frac{1}{Q_0^2 + 1} \end{aligned}$$

$$= \theta_0 \times W_0 + \theta_1 \times W_1$$

式(1)

ここで、 $W_0 + W_1 = 1$ 、 $0 \leq W_0$  ( $W_1$ )  $\leq 1$ であり、これらの重み付け係数 $W_0$ 、 $W_1$ を0、1あるいは1、0とした場合には、合成部8は一方の遅延検波波形のみを出力し、選択ダイバーシティとして動作する。

【0037】検波出力を復号した復号データの誤り率(BIT ERROR RATE:以下、BERという。)が $1 \times 10^{-3}$ であるときの受信レベル( $-13\text{dB}$ 程度に相当)を基準とし、一方のブランチの受信レベルが基準レベルであり、他方のブランチの受信レベルがこの基準レベルに対して相対的に変化した場合の最適な配分比 $Q_0$ と重み付け係数 $W_0$ 、 $W_1$ を計算により求めると図10に示すようになる。

【0038】ところで、上述のビットエラーレート(BER)が $1 \times 10^{-3}$ 程度である場合を基準レベルとし、各シンボル間の位相差を判定する際のしきい値( $45^\circ$ に相当)を4としたときの上述の図8に示すA領域とB領域の境界 $a$ を $1.5$ ( $\pm 1.6.9^\circ$ に相当)とし、受信レベルが基準レベルから変化した場合について、上述の各サンプル点がA領域、B領域にある確率 $P(A)$ 、 $P(B)$ を求める、図11に示すようになる。

【0039】この図11に示す確率 $P(A)$ に基づいて各ブランチの受信出力のレベル差を求め、このレベル差

定された近似式に従って重み付け係数 $W_1$ を求め、合成部8の補正量決定部22に供給する。

【0035】ここで、各ブランチの遅延検波波形を合成する際の重み付け係数 $W_0$ 、 $W_1$ について説明する。遅延検波器3等からなるブランチの遅延検波波形の位相を $\theta_0$ とし、遅延検波器4等からなるブランチの遅延検波波形の位相を $\theta_1$ とし、配分比を $Q_0$ とすると上述の合成部20で合成された波形の合成位相 $\theta_T$ は次式で示される。

【0036】

【数1】

に基づいて各ブランチの遅延検波波形の重み付け係数を求めてよいが、このための計算は対数計算等の複雑な計算を必要とし、計算時間がかかるため、短周期のフェージング等に対応するためには、DSP(Digital Signal Processor)等を用いて計算を高速化する必要があった。

【0040】ところで、例えば一方のブランチの受信のレベルが上述と同様な基準レベル( $-13\text{dB}$ 程度)であって、他方のブランチの受信レベルが基準レベルに対して相対的に変化する場合、各ブランチのサンプル点がA領域内にある確率 $P_0$ 、 $P_1$ の差 $\Delta P$ を上述の図11から求めると、図12に示すようになる。この $\Delta P$ と重み付け係数 $W_1$ の関係は同図中に示すように $\Delta P \approx 0.5 - W_1$ となっている。このような関係を用いることにより、 $W_1 \approx -(\Delta P - 0.5)$ といった非常に容易な計算により近似的に重み付け係数 $W_1$ を求めることができる。

【0041】なお、基準レベルが変化した場合、各ブランチのサンプル点がA領域にある確率 $P_0$ 、 $P_1$ の差 $\Delta P$ は、図13に示すように上述の図12に示す場合と若干異なるが、この図13に示した基準レベルが $-14\text{dB} \sim -19\text{dB}$ であるときは、 $\Delta P$ と重み付け係数 $W_1$ の関係は図12と同様である。

数  $W_1$  の関係が上述の  $\Delta P = 0.5 - W_1$  であるとみなすことができる。従って、基準レベルが  $-13 \text{ dB}$  ～  $-19 \text{ dB}$  であるときは、上述の近似式 ( $W_1 = -(\Delta P - 0.5)$ ) により重み付け係数を求めることができる。

【0042】そして、上述のようにレベル差判定部15のプランチ信号生成部32において生成されたプランチ選択信号が供給されると、図3に示す合成部8のスイッチSW1は、このプランチ選択信号により指定されたクロック再生部からのクロックをタイミング回路17、18に供給する。上述のようにプランチ選択信号は受信レベルの高いプランチのクロックを選択するように生成されているため、受信状態の良い方のプランチで再生されたクロックが選択される。

【0043】各タイミング回路17、18はスイッチSW1を介して供給されたクロックに従って各遅延検波器3、4からの遅延検波波形をサンプリングして減算器19及びセレクタ20に供給する。セレクタ20は補正量決定部22からの制御に従って合成ダイバーシティとして動作しているときはタイミング回路17の出力を選択し、選択ダイバーシティとして動作しているときは補正量決定部22から指示されたタイミング回路17あるいはタイミング回路18のいずれかの出力を選択し、選択

$$\Delta\theta \geq \pi \quad \theta_T = \theta_0 + W_1 \times (2\pi - |\Delta\theta|) \quad \text{式(2-1)}$$

$$0 \leq \Delta\theta < \pi \quad \theta_T = \theta_0 - W_1 \times |\Delta\theta| \quad \text{式(2-2)}$$

$$-\pi < \Delta\theta < 0 \quad \theta_T = \theta_0 + W_1 \times |\Delta\theta| \quad \text{式(2-3)}$$

$$\Delta\theta \leq -\pi \quad \theta_T = \theta_0 - W_1 \times (2\pi - |\Delta\theta|) \quad \text{式(2-4)}$$

)

ここで、式(2-1)～式(2-4)の右辺第1項は、セレクタ20の出力であり、第2項は補正量決定部22の補正出力である。従って、補正量決定部22は、減算器19の減算出力  $\Delta\theta$  の値に応じて上記式(2-1)～式(2-4)の右辺第2項に従って補正出力を求めて加算器23に供給する。これにより、加算器23において各々の遅延検波波形の位相  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  が合成され、合成波形(合成位相  $\theta_T$ )が復号部8に供給される。

【0048】例えば重み付け係数  $W_1$  が  $0.5$  であり、 $\Delta\theta$  が  $0 \sim \pi$  である場合には、補正量決定部22は減算器19の出力に  $-0.5$  を乗じた出力を加算器23に供給する。このとき、加算器23にはセレクタ20からの  $\theta_0$  と減算器19からの  $(\theta_0 - \theta_1)$  に  $-0.5$  を乗じた検出出力を加算器23に供給する。このときの、加算器23の出力は  $\theta_0 - 0.5 (\theta_0 - \theta_1) = 0.5 \theta_0 + 0.5 \theta_1$  となる。

【0049】また、重み付け係数  $W_1$  が  $0.5$  であり、 $\Delta\theta$  が  $\pi$  以上である場合には、補正量決定部22は  $2\pi$  から減算器19の出力  $\Delta\theta$  を引いたものに  $0.5$  を乗じた補正出力を加算器23に供給する。このときの、加算器23の出力は  $\theta_0 + 0.5 (2\pi - (\theta_0 - \theta_1)) = 0.5 \theta_0 + 0.5 \theta_1 + \pi$  となる。

した出力を加算器23に供給する。

【0044】選択ダイバーシティとして動作している場合には、補正量決定部22はプランチ信号生成部32から供給されるプランチ選択信号に基づいて補正出力を0とする。これにより、受信レベルが十分高いプランチの遅延検波波形のみがセレクタ20、加算器23を介して図1に示す復号部9に供給され、復号される。

【0045】また、選択ダイバーシティとして動作している場合には、係数演算回路16において上述のような近似式に基づいて求められた重み付け係数  $W_1$  とプランチ信号生成部32からのプランチ選択信号が供給されると、補正量決定部22は供給された重み付け係数  $W_1$  とプランチ選択信号に基づいて減算器19の出力  $\Delta\theta (= \theta_0 - \theta_1)$  に応じたセレクタ20の出力の補正量を決定し、決定した補正量に応じた補正出力を加算器23に供給する。

【0046】ここで、各タイミング回路17、18でサンプリングされた遅延検波波形の位相  $\theta_0$ 、 $\theta_1$  を、上述の式(1)に示すように単純にスカラー合成しただけでは正しい位相を得ることができない場合がある。

【0047】このため、減算器19の減算出力  $\Delta\theta$  の値に基づいて以下のようの場合分けを行って合成位相  $\theta_T$  を求める。

【0050】上述のように加算器23で合成された合成波形が供給されると、図1に示す復号部9は所定の識別点で合成波形の位相を判別し、判別した位相に基づいて復号した復号データを出力する。

【0051】このような合成ダイバーシティ動作による上述のピットエラーレート(BER)の改善度を求めるに、図14及び図15に示すようになる。例えば一方のプランチの受信レベルが上述のピットエラーレートが  $10^{-3}$  である場合に相当する基準レベル ( $-13 \text{ dB}$  程度) であり、他方のプランチの受信レベルが基準レベルに対して  $-3 \text{ dB}$  程度である場合に、ピットエラーレート(BER) が  $1.91 \times 10^{-4}$  程度(改善度=1.4)に改善されていることがわかる。また、この場合の合成波形の振幅を観測したところ基準レベルから  $3 \text{ dB}$  程度向上していることがわかった。従って、この受信装置では、切り換えダイバーシティによる受信限界より  $3 \text{ dB}$  程度強度が低い場合であっても受信可能となる。

【0052】この受信装置では、上述のように各プランチの遅延検波波形の位相誤差の分布を位相誤差が所定の領域内にある確率を検出し、これらの差により各プランチの受信レベルの差を近似的に求めることにより、各プランチのC/Nを容易に判定することができる。また、

このように求めた各ブランチのC/Nに基づいて各ブランチの検波出力を合成する際の重み付け係数を設定することにより、各ブランチの検波出力の位相誤差を考慮して重み付け係数を設定することができ、各ブランチの受信レベルに応じて重み付け係数を設定する場合に比して確実の誤り率の改善を行うことができる。

【0053】また、この受信装置では、上述のように求めた各ブランチの受信レベルの差に基づいて各ブランチの検波波形を合成する際の重み付け係数を近似的に求めることにより、重み付け係数を求める演算の負荷を低減することができる。従って、演算時間を短縮させることができ、短周期のフェージング等に対する応答性を向上させることができる。また、このような重み付け係数を求めるために必要としていたDSP等を不要とすることができるため、受信装置の構成を簡略化して装置のコストを低減することができる。

【0054】また、この受信装置では、上述の式(2-1)～(2-4)に示すように、各ブランチの位相検波波形の位相差 $\Delta\theta$ に応じて補正量決定部22による補正量を変えることにより、位相検出精度を向上させることができる。

【0055】なお、上述の実施形態では、レベル差判定部15の絶対値検出部31が減算器14からのカウント出力 $C_0$ 、 $C_1$ の差 $C_0 - C_1$ に基づいて各々のブランチにおいて上述のサンプル点がA領域にある確率 $P_0$ 、 $P_1$ の差の絶対値 $\Delta P$ を求め、この $\Delta P$ を係数演算回路16に供給する構成としたが、レベル差判定部15がカウント出力の差 $C_0 - C_1$ を直接、係数演算回路16に供給し、係数演算回路16がカウント出力の差 $C_0 - C_1$ 等に基づいて各ブランチの遅延検波波形を合成する際の重み付け係数を求めるように構成してもよい。

【0056】この場合、上述のような構成のC/N判定部7の代わりに各受信器1、2からの受信レベル等に応じて各ブランチのC/Nを判定するC/N判定部とし、合成部8がこのようなC/N判定部からのC/N検出出力に基づいて重み付け係数を求めるようにする。

【0057】また、上述の実施例では、C/N判定部7からの重み付け係数に基づいて各ブランチの遅延検波波形を合成する場合について説明したが、C/N判定部7が上述の各ブランチの遅延検波波形の位相誤差がA領域にある確率の差 $\Delta P$ に基づいて受信レベルが高いブランチを選択する選択ダイバーシティとして構成することができる。この場合、選択ダイバーシティを容易に構成することができる。

【0058】また、上述の実施形態では遅延検波器3、4の出力が位相成分のみである場合について説明したが、例えばこれらの検波器が位相成分と振幅成分あるいはx成分とy成分を出力する場合等にも本発明を適用することができる。

【0059】

【発明の効果】本発明に係るダイバーシティ受信回路では、C/N判定手段が各受信系における受信信号のC/Nを検出してC/N判定情報を出し、重み付け係数算出手段がC/N判定情報に基づいて各受信系からの検波出力を合成する際の重み付け係数を近似的に求め、合成手段がこの重み付け係数に基づいて各受信系の検波出力を合成するため、各受信系における受信レベルに基づいて重み付け係数を求める場合に比して確実な誤り率の改善を行なうことができる。

【0060】また、C/N検出手段が各受信系からの検波出力の振幅誤差又は位相誤差を検出する誤差検出手段と、誤差検出手段により検出された各受信系の検波出力の振幅誤差又は位相誤差が所定の範囲内にある確率を検出することにより、C/N判定情報を検出する確率検出手段とを備える構成とすることにより、各ブランチのC/Nを直接比較する場合に比して容易にC/N判定情報を求めることができる。従って、このようなC/N判定情報に基づいて重み付け係数を求めるこにより、重み付け係数算出手段の演算負荷を低減することができ、高速な応答を実現することができる。

【0061】また、重み付け係数算出手段がC/N判定手段からのC/N判定情報に基づいてC/Nが高い受信系の検波出力のみが出力されるように重み付け係数を設定する構成とすることにより容易に選択ダイバーシティを実現することができる。

【0062】C/N検出手段からのC/N判定情報に基づいて各受信部の受信レベルの差が大きいと判断した際に、C/Nが高い受信系の検波出力のみが出力されるように重み付け係数算出手段又は上記合成手段を制御する制御手段を設けることにより、誤り率の改善等に対する寄与が少ないC/Nが低いブランチの出力を無視して、処理負荷を低減することができる。

【0063】各受信系における受信レベルの差を求める受信レベル差検出手段と、受信レベル差検出手段からの各受信系の受信レベルの差に基づいて、受信レベルの高い受信系の検波出力のみが出力されるように重み付け係数制御手段又は合成手段を制御する制御手段を設けることにより、誤り率の改善等に対する寄与が少ない受信レベルが低いブランチの出力を無視して、処理負荷を低減することができる。

【0064】また、各受信系からの検波出力に応じて各受信系の検波出力又は合成手段の合成出力に補正を施す補正手段を設けることにより、合成出力中の誤差を低減させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係るダイバーシティ受信回路を適用した受信装置の構成を示すブロック図である。

【図2】 上記受信装置を構成するC/N判定部の詳細な構成を示すブロック図である。

【図3】 上記受信装置を構成する合成部の詳細な構成

を示すブロック図である。

【図4】 上記受信装置で受信する $\pi/4$ シフトQPSK信号を説明するための図である。

【図5】 上記受信装置において $\pi/4$ シフトQPSK信号を遅延検波したときの位相状態を示す図である。

【図6】 受信レベルが低下した場合の遅延検波波形の広がりを示す図である。

【図7】 受信レベルが低下した場合の遅延検波波形の位相方向の広がりを示す図である。

【図8】 上記遅延検波波形の位相誤差の分布を示す図である。

【図9】 上記C/N判定部を構成するレベル差判定部の構成を示す図である。

【図10】 上記受信装置を構成する各プランチの受信レベルのレベル差と最適な配分比及び重み付け係数の関係を示す図である。

【図11】 上記各プランチの受信レベルと上記遅延検波波形の位相誤差が所定の領域にある確率の関係を示す

図である。

【図12】 上記各プランチの受信レベルのレベル差と各プランチの位相誤差が所定の領域内にある確率の差の関係を示す図である。

【図13】 基準レベルが変化したときの、基準レベルに対するレベル差と上記各プランチの位相誤差が所定の領域内にある確率の差の関係を示す図である。

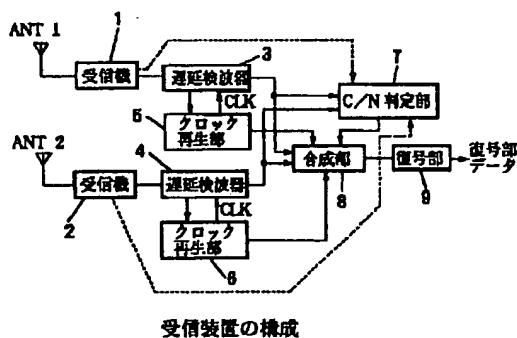
【図14】 上記受信装置によるビットエラーレートの改善度を示す図である。

【図15】 上記受信装置によるビットエラーレートの改善度を示すグラフである。

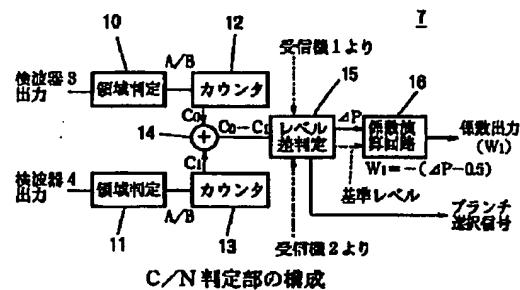
#### 【符号の説明】

- 1、2 受信機、3、4 遅延検波器、7 C/N判定部
- 8 合成部、10、11 領域判定部、12、13 カウンタ、14 減算器、15 レベル差判定部、16 係数演算回路、19 減算器、20 セレクタ、22 補正量設定部、23 加算器

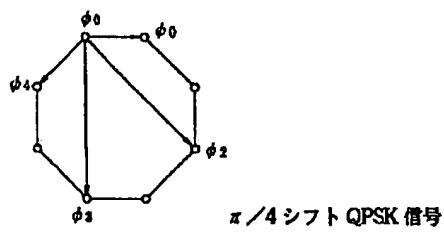
【図1】



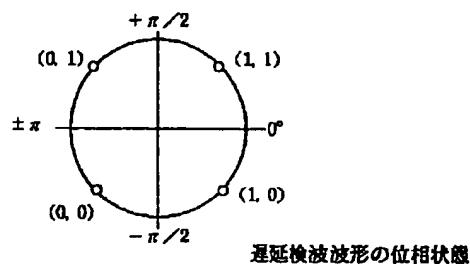
【図2】



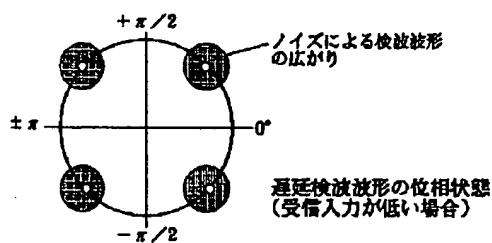
【図 4】



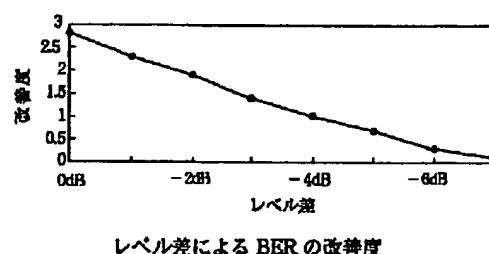
【図 5】



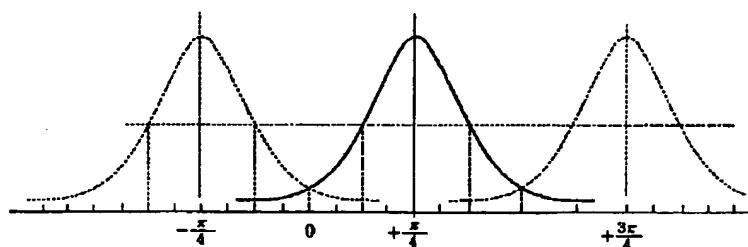
【図 6】



【図 15】



【図 7】



遅延検波波形の広がり

【図 10】

レベル差	$Q_0$	$W_0$	$W_1$
0dB	1.00	0.50	0.50
-1dB	1.11	0.55	0.45
-2dB	1.21	0.59	0.41
-3dB	1.35	0.65	0.35
-4dB	1.51	0.70	0.30
-5dB	1.66	0.73	0.27
-6dB	1.82	0.77	0.23
-7dB	1.98	0.80	0.20

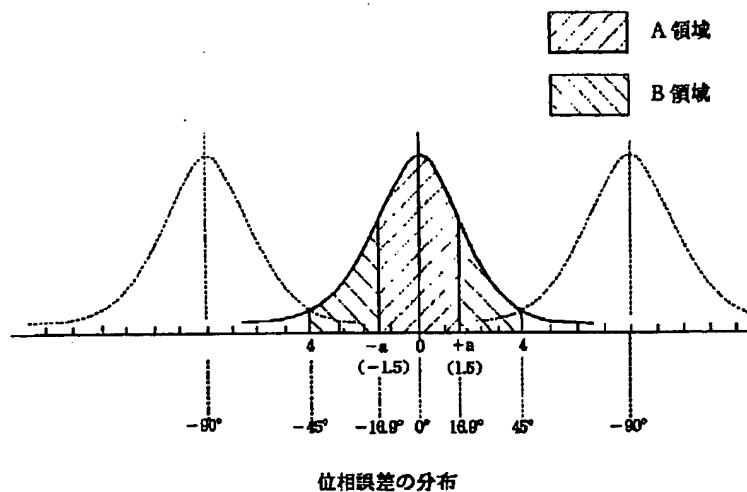
ブランチ間のレベル差に対する最適な分配比  $Q_0$  と重み係数  $W_0, W_1$

【図 11】

基準レベルからの差 dB	$p(A)$	$p(B)$
0	0.7828	0.2172
-1	0.7422	0.2578
-2	0.6809	0.3181
-3	0.6109	0.3591
-4	0.5347	0.4153
-5	0.4581	0.4519
-6	0.4934	0.5016
-7	0.4656	0.5344

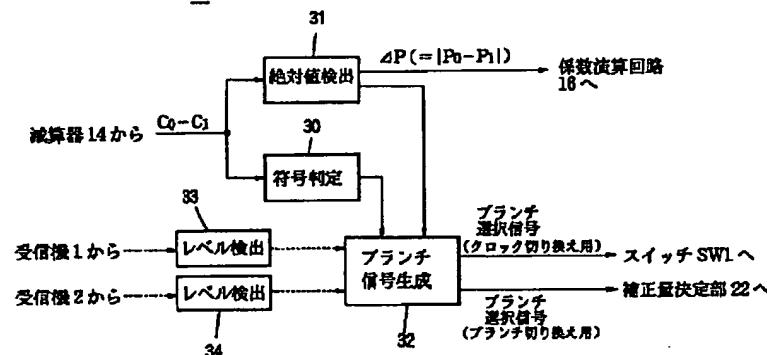
受信レベルが  $P_{dB}$  のときにサンプル点が A 領域、B 領域にある確率  $p(A), p(B)$  の例

【図 8】



位相誤差の分布

【図 9】



レベル差判定部の構成例

【図 12】

【図 14】

BER=1×10<sup>-4</sup>を基準レベルとしたときの各ブランチのサンプル点がA領域に出現する確率の差

a=15と設定したとき(しきい値=4)

基準レベルからの差	$\Delta P =  P_0 - P_1 $	$0.5 - W_L$
0dB	0.0000	0.00
-1dB	0.0408	0.05
-2dB	0.0919	0.09
-3dB	0.1418	0.15
-4dB	0.1981	0.20
-5dB	0.2347	0.28
-6dB	0.2844	0.27
-7dB	0.3172	0.30

N=32シンボル 平均数=100回 基準 BER=1E-3

レベル差	合算後 BER の平均値	改善度
0dB	1.58E-05	2.8
-1dB	3.93E-05	2.3
-2dB	7.97E-05	1.9
-3dB	1.91E-04	1.4
-4dB	3.28E-04	1
-5dB	4.62E-04	0.7
-6dB	7.78E-04	0.3
-7dB	9.74E-04	0.1

BER の改善度

$$W_L = -(\Delta P - 0.5)$$

【図13】

基準レベル からの差dB	base = -14dB	base = -15dB	base = -16dB	base = -17dB	base = -18dB	base = -19dB	$\Delta P$	$0.5 - W_1$	$W_1$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.5
-1	0.0613	0.05	0.0562	0.0566	0.0467	0.0328	0.05	0.45	
-2	0.1013	0.1062	0.0928	0.0863	0.0825		0.09	0.41	
-3	0.1575	0.1428	0.1425	0.1181			0.16	0.35	
-4	0.1941	0.1925	0.1753				0.2	0.3	
-5	0.2458	0.2259					0.23	0.27	
-6	0.2766						0.27	0.23	
-7							0.3	0.2	

一方の受信レベルを基準レベルとし他方の受信レベルを変化させたときの各プランチのサンプル点が A 領域にある確率の差  $\Delta P$  の変化